

Control digital basado en AFC de un rectificador trifásico PWM

Marcos Orellana y Robert Griñó

marcos.orellana@upc.edu, roberto.grino@upc.edu

Instituto de Organización y Control Industrial (IOC), Universitat Politècnica de Catalunya (UPC)

Resumen—La operación de los convertidores de potencia conectados a la red eléctrica está sometida cada vez a más condicionantes (reducción de armónicos, funcionamiento en presencia de *sags* y *swells*, altas impedancias de red, etc.). El desafío para los controladores es grande, puesto que deben ser suficientemente robustos para asegurar la estabilidad del sistema, sobre todo cuando las condiciones de trabajo no son ideales. En este artículo, se propone una técnica de control en tiempo discreto para un convertidor trifásico de tres hilos basada en *Adaptive Feed-forward Cancellation* (AFC). Dado que el sistema va a ser controlado mediante un controlador digital, el método de diseño para los resonadores ha sido trasladado a tiempo discreto. De esta forma, el controlador se ha diseñado por completo de forma muestreada, evitando versiones aproximadas obtenidas a partir de las expresiones de tiempo continuo y, además, se ha tomado en cuenta el retardo unitario debido al tiempo de computación e implementación del control en el microprocesador. Las simulaciones llevadas a cabo muestran que este tipo de control resonante no solamente es robusto, sino que también presenta buenas prestaciones.

I. INTRODUCCIÓN

Los rectificadores de potencia se encuentran usualmente al inicio de la cadena de conversión en sistemas de alimentación de corriente continua. Sus aplicaciones son muy diversas, tales como las telecomunicaciones o los vehículos eléctricos. Se pueden encontrar muchos tipos de control diferentes para estos sistemas como, por ejemplo, y entre otros: proporcional/integral (PI) [1], repetitivo [2][3][4], proporcional resonante (PR) [5] y *Adaptive Feed-forward Cancellation* (AFC) [6].

Cada técnica de control tiene sus ventajas e inconvenientes. Por ejemplo, un controlador PI¹ es fácilmente sintetizable e implementable, pero sus prestaciones son pobres frente a perturbaciones periódicas [7]. Las técnicas basadas en control repetitivo resuelven este problema, sin embargo, este tipo de controlador no puede seguir los cambios en la frecuencia de las perturbaciones o las señales de referencia (al menos de una manera fácil), y las altas frecuencias deben tratarse con cuidado, dado que se amplifican naturalmente por el controlador. Finalmente, el control AFC parece cumplir con todos los requisitos necesarios: es capaz de rechazar perturbaciones periódicas, se pueden seguir los cambios en la frecuencia de las señales puesto que los resonadores trabajan a la frecuencia determinada por las portadoras generadas por el *Phase-Locked Loop* (PLL) y la función de transferencia de lazo abierto del sistema no presenta altas ganancias en altas frecuencias. Por

otro lado, el interés del método AFC es la asignación de las fases de los resonadores a fin de maximizar la robustez del diseño.

Con respecto a la implementación del control, en este artículo se hace hincapié en el diseño digital. La traslación del método de diseño de los resonadores de tiempo continuo a tiempo discreto permite sintonizarlos directamente en este ámbito. Por otro lado, los cálculos no se realizan de modo instantáneo, por lo que existe un retraso entre el sensado y la aplicación de las señales de control. Por ejemplo, en muchos procesadores digitales de señales (DSP), los moduladores de ancho de pulso (PWM) añaden un retraso unitario en el lazo de control. El diseño del control debe tener en cuenta este tipo de efectos de forma que se puedan evitar respuestas no deseadas o incluso, la inestabilidad del sistema [8].

El controlador, con la ayuda de la PLL, ha sido diseñado para mantener el valor medio de la tensión del bus de continua del convertidor a un valor constante, pese a la aparición de perturbaciones en la red, *sags/swells* (voltajes más grandes/pequeños que el valor nominal), cambios en la carga, o el más importante de todos, variaciones en la impedancia de red. Al mismo tiempo, las corrientes deben estar en fase con las tensiones simples (factor de potencia unitario) y con un contenido armónico bajo. Todos los casos *supra cit.* son problemas con los que los rectificadores de potencia se encuentran continuamente y que deberían tratarse adecuadamente para cumplir las nuevas normas y requisitos de operación, por ejemplo [9] y [10].

Este artículo se organiza de la forma siguiente. En la sección II se presenta el modelo matemático del rectificador. En la sección III se presentan los objetivos del control y se explica su arquitectura. En la sección IV se lleva a cabo el diseño de los controladores en tiempo discreto. En la sección V se muestran los resultados de las simulaciones. Y finalmente, una conclusión resume las contribuciones.

II. MODELO MATEMÁTICO DEL RECTIFICADOR

En la fig. 1 se muestra el esquema eléctrico de un rectificador PWM, trifásico y de tres hilos con un filtro LCL a la entrada. El uso de este tipo de filtros es muy común puesto que presenta una muy baja ganancia a altas frecuencias [11]. Así pues, los armónicos generados por la conmutación del convertidor se ven considerablemente reducidos.

El sistema de ecuaciones diferencial que describe el comportamiento dinámico del convertidor es

¹Especialmente interesante si se realiza una transformación *dq* en el lazo de control.

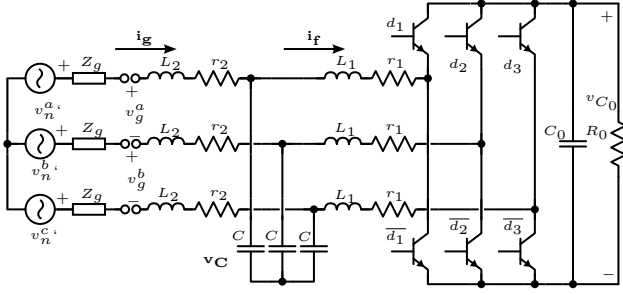


Figura 1. Esquema eléctrico de un rectificador de potencia trifásico y de tres hilos con filtro LCL a la entrada.

$$\begin{aligned}
 L_2 \frac{d}{dt} \mathbf{i}_g(t) &= \mathbf{M} \mathbf{v}_C(t) - r_2 \mathbf{i}_g(t) + \mathbf{N} \mathbf{v}_g(t) \\
 L_1 \frac{d}{dt} \mathbf{i}_f(t) &= -\mathbf{M} \mathbf{v}_C(t) - r_1 \mathbf{i}_f(t) + v_{C_0}(t) \mathbf{M} \mathbf{d}(t) \\
 C \frac{d}{dt} \mathbf{v}_C(t) &= \mathbf{i}_g(t) - \mathbf{i}_f(t) \\
 C_0 \frac{d}{dt} v_{C_0}(t) &= -i_0 + \mathbf{i}_f(t)^T \mathbf{d}(t),
 \end{aligned} \quad (1)$$

donde² $\mathbf{i}_g = [i_g^a, i_g^b, i_g^c]^T$ es el vector de corrientes simples a la entrada del filtro, $\mathbf{v}_C = [v_C^a, v_C^b, v_C^c]^T$ es el vector de tensiones de los condensadores del filtro, $\mathbf{v}_g = [v_g^a, v_g^b]^T$ es el vector de tensiones compuestas medido, $\mathbf{i}_f [i_f^a, i_f^b, i_f^c]^T$ es el vector de corrientes de salida del filtro³ (corrientes a la entrada del convertidor), $\mathbf{d} = [d^a, d^b, d^c]^T$ es el vector de las señales de control (donde cada elemento debe permanecer en el intervalo⁴ $[0, 1]$), v_{C_0} es la tensión en el bus de continua (tensión de salida del rectificador), i_0 es la corriente de salida del convertidor ($\frac{v_{C_0}}{R_0}$ en la fig. 1), $\mathbf{M} \in M_3(\mathbb{R})$ es una matriz de rango 2 y $\mathbf{N} \in M_{3,2}(\mathbb{R})$ es la matriz que transforma las tensiones compuestas medidas en el punto de conexión en las tensiones simples

$$\mathbf{M} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} -2 & 1 & 1 \\ 1 & -2 & 1 \\ 1 & 1 & -2 \end{bmatrix}, \mathbf{N} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & 1 \\ -1 & 1 \\ -1 & -2 \end{bmatrix}. \quad (2)$$

Las tensiones medidas dependen de la impedancia de red Z_g (suma de una resistencia r_g y una inductancia L_g en serie) de acuerdo con la ecuación $\mathbf{v}_n = \mathbf{v}_n' - L_g \frac{d}{dt} \mathbf{i}_g - r_g \mathbf{i}_g$, donde \mathbf{v}_n' hace referencia a las tensiones simples del generador. Ello quiere decir que las tensiones medidas ($\mathbf{v}_n = \mathbf{N} \mathbf{v}_g$) varían con respecto a \mathbf{v}_n' dependiendo de la corriente consumida \mathbf{i}_g . No obstante, cabe destacar que al realizarse el control con respecto a los voltajes medidos \mathbf{v}_n en el punto de conexión, aparece un lazo no controlado que puede perturbar el sistema si la impedancia de red es muy grande.

²Las dependencias del tiempo han sido despreciadas para facilitar la lectura.

³ \mathbf{x}^T significa la traspuesta de \mathbf{x} .

⁴Aunque las señales de control sean discretas, éstas conmutan a alta frecuencia, por lo que se justifica el uso del modelo promediado para el diseño de los controladores.

Se puede observar que el sistema de ecuaciones diferencial (1) no es linalmente independiente; esto se puede explicar por la matriz \mathbf{M} (2) (de rango 2) o también porque los circuitos trifásicos de tres hilos presentan una restricción física: la suma de las corrientes de línea debe ser cero $\sum \mathbf{i}_g = 0$. Esta propiedad se puede comprobar si se realiza una transformación $0\alpha\beta$ multiplicando las variables correspondientes por matriz de la aplicación lineal \mathbf{T} [12]

$$\mathbf{T} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix},$$

de forma que $\mathbf{i}_g^{0\alpha\beta} = \mathbf{T} \mathbf{i}_g$, $\mathbf{i}_f^{0\alpha\beta} = \mathbf{T} \mathbf{i}_f$, $\mathbf{v}_C^{0\alpha\beta} = \mathbf{T} \mathbf{v}_C$, $\mathbf{u}^{0\alpha\beta} = 2\mathbf{T} \mathbf{d}$ y $\mathbf{v}_g^{0\alpha\beta} = \mathbf{T} \mathbf{N} \mathbf{v}_g$.

Como era de esperar, se verifica que la componente 0 de cada variable se anula, por lo que el sistema de ecuaciones diferenciales puede reescribirse únicamente en términos de las componentes α y β , reduciendo el sistema de 10 a 7 ecuaciones

$$\begin{aligned}
 L_2 \frac{d}{dt} \mathbf{i}_g^{\alpha\beta} &= -\mathbf{v}_C^{\alpha\beta} - r_2 \mathbf{i}_g^{\alpha\beta} + \mathbf{v}_g^{\alpha\beta} \\
 L_1 \frac{d}{dt} \mathbf{i}_f^{\alpha\beta} &= \mathbf{v}_C^{\alpha\beta} - r_1 \mathbf{i}_f^{\alpha\beta} - \frac{v_{C_0}}{2} \mathbf{u}^{\alpha\beta} \\
 C \frac{d}{dt} \mathbf{v}_C^{\alpha\beta} &= \mathbf{i}_g^{\alpha\beta} - \mathbf{i}_f^{\alpha\beta} \\
 C_0 \frac{d}{dt} v_{C_0} &= -i_0 + \frac{1}{2} \mathbf{i}_f^{\alpha\beta T} \mathbf{u}^{\alpha\beta}.
 \end{aligned} \quad (3)$$

Es importante decir que ahora, las corrientes y las tensiones ($\mathbf{i}_g^{\alpha\beta}$, $\mathbf{i}_f^{\alpha\beta}$, $\mathbf{v}_C^{\alpha\beta}$) se encuentran desacopladas con respecto a las señales de control⁵ $\mathbf{u}^{\alpha\beta}$.

III. OBJETIVOS Y ARQUITECTURA DEL CONTROL

III-A. Objetivos del control

El control tiene los objetivos siguientes:

- Mantener el valor medio de la tensión del bus de continua igual al valor de referencia.
- Corrientes de red sinusoidales y en fase con las tensiones simples de red. La amplitud de las corrientes debe ser la necesaria para que se cumpla el balance de potencia activa del sistema (asegurado por el punto anterior).

Un análisis de la dinámica cero permite confirmar que, en régimen permanente, si las tensiones de red son equilibradas y las corrientes de red son sinusoidales, la tensión en el bus de continua es constante. Así pues, considerando una fuente de tensión trifásica, equilibrada y forzando las corrientes \mathbf{i}_g a ser sinusoidales, de amplitud I y en fase con las tensiones simples (de amplitud V)⁶

$$\mathbf{i}_g^{\alpha\beta} = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} I \sin(\omega t) \\ -I \cos(\omega t) \end{bmatrix}, \mathbf{v}_g^{\alpha\beta} = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} V \sin(\omega t) \\ -V \cos(\omega t) \end{bmatrix},$$

⁵Cabe destacar que después de la transformación $0\alpha\beta$, las componentes de $\mathbf{u}^{\alpha\beta}$ toman valores en el intervalo $[-\sqrt{\frac{3}{2}}, \sqrt{\frac{3}{2}}]$.

⁶Trabajando en el espacio $\alpha\beta$.

la tensión de bus resulta ser un valor constante⁷ definido por

$$v_{C_0} = \sqrt{\frac{3}{2} R_0 IV}, \quad (4)$$

donde R_0 es una carga resistiva en el bus de continua, conectada tal y como se muestra en la fig. 1.

III-B. Arquitectura del control

En la fig. 2 se presenta el esquema de bloques del control utilizado

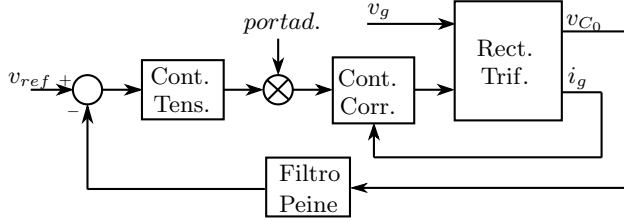


Figura 2. Diagrama de bloques del controlador completo.

Tal y como se puede observar, el control se lleva a cabo en dos niveles: en primer lugar, un lazo de control interno para la corriente y, en segundo lugar, otro externo para la tensión. Una PLL trabaja en paralelo y proporciona las referencias oscilantes y sincronizadas con las tensiones de red al controlador de corriente.

Para evitar un transitorio desmesurado durante el arranque del convertidor, las corrientes i_f para $t = 0$ deberían ser nulas, o en su defecto, muy pequeñas. Esto se puede llevar a cabo realizando el cambio de variable $w^{\alpha\beta} = v_g^{\alpha\beta} - \frac{v_{C_0}}{2} u^{\alpha\beta}$. Como $v_C^{\alpha\beta} \approx v_g^{\alpha\beta}$ (puesto que la impedancia de entrada del filtro LCL es pequeña), y el efecto de las resistencias parásitas puede despreciarse, para $t = 0$, si $w^{\alpha\beta}(0) = 0$, entonces $i_f^{\alpha\beta}(0) \approx 0$.

III-C. Lazo de control de corriente

El lazo de control interior tiene tres partes: el control de estabilización $K(z)$, el filtro *feed-forward* $F(z)$ y la cadena en paralelo formada por la suma de un camino proporcional K_0 , un integrador $I_0(z)$ y la adición de los resonadores $\sum_{i=1}^N R_i(z)$, tal y como se muestra en la fig. 3.

El controlador de estabilización es un controlador de bajo orden y presenta la dinámica más rápida con respecto al resto de lazos de control. El objetivo de este controlador es estabilizar la planta y atenuar las perturbaciones. Puesto que las referencias son sinusoidales, éstas no pueden ser seguidas perfectamente por el lazo de control interno (las corrientes i_g presentarían una magnitud y fase diferentes, determinadas por la función de lazo cerrado). Así pues, el cometido del filtro *feed-forward* $F(z)$ es compensar estas diferencias.

Sin embargo, dos problemas aparecen en este punto: la compensación de la amplitud y la fase nunca será perfecta puesto que el modelo de la planta no es perfectamente conocido, y también, los controladores lineales clásicos no pueden

⁷Si y sólo si las tensiones de red son equilibradas. En caso contrario, el bus es oscilante.

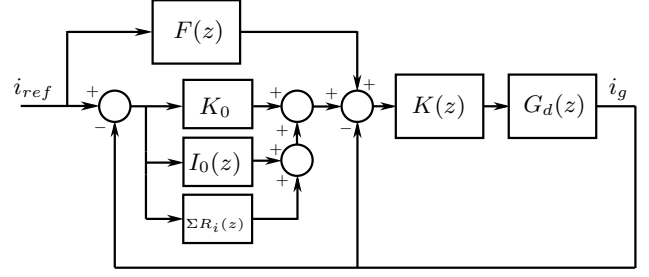


Figura 3. Esquema de bloques del controlador de corriente.

rechazar perturbaciones periódicas. Éstas pues, serán las tareas del control AFC: 4 resonadores se han añadido en el lazo de control, uno a la frecuencia de la red (idealmente 50 Hz) y 3 más en los siguientes armónicos impares⁸, dando una ganancia infinita a la función de transferencia de lazo abierto en esas frecuencias⁹.

En la fig. 4, se muestra un resonador de tiempo discreto. Las portadoras sinusoidales sintonizan el resonador a la frecuencia correspondiente. Así pues, sólo deben determinarse dos parámetros: la ganancia g_k y el ángulo ϕ_k .

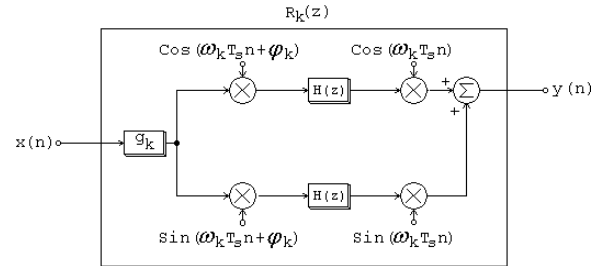


Figura 4. Esquema de resonador de tiempo discreto.

A pesar del origen del control AFC como una técnica adaptativa, asumiendo que ω_k es constante, el sistema en la fig. 4 es equivalente al sistema LTI de tiempo discreto [14],[6]

$$R_k(z) = \frac{1}{2} g_k [H(z e^{-j\phi_k}) e^{-j\phi_k} + H(z e^{j\phi_k}) e^{j\phi_k}]$$

Si se utiliza un integrador *backward* Euler para el bloque $H(z)$, a saber, $H(z) = \frac{z}{z-1}$, y simplificando, la función de transferencia se transforma en

$$R_k(z) = g_k \frac{\cos(\phi_k) z^2 - \cos(\omega_k T + \phi_k) z}{z^2 - 2 \cos(\omega_k T) z + 1}.$$

Es importante mencionar que los resonadores podrían hacer el trabajo del filtro *feed-forward* $F(z)$, pero el esfuerzo de

⁸Las señales eléctricas son usualmente simétricas de tal forma que sólo contienen armónicos impares.

⁹De acuerdo con el modelo del principio interno (IMP), para una frecuencia particular, una referencia/perturbación sinusoidal puede ser seguida/rechazada perfectamente si la función de transferencia de lazo abierto del sistema presenta ganancia infinita a esa frecuencia [13].

control sería considerable y habría mucha menos acción de control disponible para compensar otras perturbaciones. El integrador $I_0(z)$ permite que el valor medio de las señales sea nulo y el camino proporcional K_0 descarga de acción de control al lazo interno de corriente, repartiendo el esfuerzo entre ambos controladores.

III-D. Lazo de control de tensión

El lazo de control exterior es el que se encarga de regular la tensión del bus de continua. Éste presenta la dinámica más lenta y es llevado a cabo mediante un controlador PID, $C(z)$. La función principal de este lazo es realizar un balance de potencia activa del sistema global. Su entrada es la diferencia entre el voltaje de referencia y el valor medio de la tensión del bus \bar{v}_{C_0} ; a su salida se genera el valor de *amplitud* necesario para las corrientes de red. Esta señal se multiplica entonces por las portadoras producidas por la PLL, por lo que el resultado se convierte en las referencias necesarias, oscilantes y sincronizadas con la red para el controlador de corriente.

Como ya se ha indicado anteriormente, la tensión en el bus de continua puede presentar oscilaciones si las tensiones de red dejan de ser equilibradas. Es por ello que un filtro peine FIR ha sido añadido en la retroalimentación del lazo de control de tensión para extraer su valor medio.

III-E. Análisis del control

Con todos estos componentes, el problema de regulación está completamente definido: para fijar el valor medio de la tensión de bus \bar{v}_{C_0} al valor deseado, el controlador de tensión determina la amplitud de las corrientes de red; así pues, el balance de potencia activa está completo (la tensión de red es fija y la corriente de salida se determina por la función corriente-tensión de la carga).

Como el control va a implementarse mediante un procesador de señales digital (DSP), la planta ha sido discretizada a un periodo de muestreo T . Esto no es difícil de llevar a cabo bajo la suposición que el voltaje del bus de continua v_{C_0} es un valor constante V_{C_0} (se ha mostrado en (4) que esta hipótesis es cierta en régimen permanente). Así pues, la dinámica de las corrientes de red a partir del sistema de ecuaciones (3) se vuelve lineal y se puede escribir como

$$I^{\alpha\beta}(s) = G(s)\mathbf{w}^{\alpha\beta}(s) + Y_i(s)\mathbf{v}_g^{\alpha\beta}(s),$$

donde¹⁰ $G(s) = \frac{1}{CL_1L_2} \frac{1}{s(s^2 + \omega_n^2)}$ e $Y_i(s) = \frac{s}{L_2(s^2 + \omega_n^2)}$, con $\omega_n = \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{CL_1L_2}}$. Entonces, es posible obtener la función de transferencia en tiempo discreto de la planta realizando¹¹ $G(z) = \mathcal{Z}\{G_{zoh}(s)G(s)\}$, donde $G(z)$ es la versión discretizada en el tiempo usando un mantenedor de orden cero (ZOH), de la función de transferencia de tiempo continuo $G(s)$.

¹⁰Despreciando las resistencias r_1 y r_2 por simplicidad. $Y_i(s)$ es la admitancia de entrada del filtro LCL.

¹¹ $\mathcal{Z}\{G(s)\} = \mathcal{Z}\{\mathcal{L}^{-1}\{G(s)\}(t)\}_{t=nT}\}$, donde \mathcal{L}^{-1} es la transformada inversa de Laplace, \mathcal{Z} es la transformada en z y T es el periodo de muestreo.

Durante la fase de diseño de los controladores, para tomar en cuenta el retraso de cómputo de un periodo de muestreo, éste ha sido directamente incluido como un polo en $z = 0$ en la planta, formando la nueva función de transferencia $G_d(z) = \frac{1}{z}G(z)$.

IV. DISEÑO DEL CONTROL

IV-A. Control de estabilización

Este controlador es fácil de diseñar puesto que las corrientes de red $\mathbf{i}_g^{\alpha\beta}$ están desacopladas con respecto a las señales de control $\mathbf{w}^{\alpha\beta}$. Como ambas ecuaciones son la misma, el diseño se llevará a cabo sólo con la componente α . La ecuación en tiempo discreto (en el dominio z) que relaciona las acciones de control con las corrientes de red es $i^\alpha(z) = G_d(z)w^\alpha(z) + G_{v_g^\alpha}(z)$, donde $G_d(z)$ es la función de transferencia en tiempo discreto (de orden 4 y grado relativo dos, puesto que incluye dos ceros de muestreo) con respecto a la señal de control $w^\alpha(z)$ y el término $G_{v_g^\alpha}(z)$ está relacionado con la admitancia de entrada del filtro LCL y representa la perturbación en el lazo de control. Por consiguiente, el controlador $K(z)$ (cf. fig. 3) debe diseñarse para minimizar este efecto.

La ecuación de lazo cerrado en el dominio z involucrando el controlador $K(z)$, puede escribirse como $i^\alpha(z) = G_d(z)i_r^\alpha(z) + G_{v_g^\alpha}'(z)$, donde $i_r^\alpha(z)$ es la corriente de referencia, $G_d(z)$ es la función de transferencia de lazo cerrado¹² $\frac{G_dK}{1+G_dK}$ y $G_{v_g^\alpha}'(z)$ es la función de transferencia de lazo cerrado $\frac{1}{1+G_dK}G_{v_g^\alpha}$.

Obsérvese que si $G_d'(z)$ tiende a 1, $G_{v_g^\alpha}'(z)$ tiende a 0 puesto que $\frac{G_dK}{1+G_dK} + \frac{1}{1+G_dK} = 1$, $\forall \omega$. Así pues, a la frecuencia de la red (50 Hz), el primer término debería ser cercano a 1 para seguir correctamente $i_r^\alpha(z)$ y minimizar $G_{v_g^\alpha}'(z)$. Por otro lado, la función de transferencia de lazo cerrado debe ser estable y presentar una ganancia lo más baja posible a frecuencias más altas.

Tabla I
VALORES DE LOS PARÁMETROS DEL CONVERTIDOR

L_1	190 μ H	r_1	0.05 Ω
L_2	63 μ H	r_2	0.01 Ω
C	80 μ F	C_0	3 mF
R	150 Ω	V_{C_0}	800 V
T	$5 \cdot 10^{-5}$ s	V	$230\sqrt{2}$ V

Para la estructura elegida de $K(z) = k \frac{z}{z-a}$ y para los valores de la planta listados en la Tabla I, los valores seleccionados para $K(z)$ son $k = 0.074$ y $a = 0.92$. En la fig. 5 se muestran los diagramas de bode de las funciones de transferencia de lazo cerrado $G_d(z)$ y $G_d'(z)$.

Nótese que a 50 Hz, $G_d'(z)$ es cercano a 1 y el pico de resonancia se ha reducido significativamente.

IV-B. Filtro feed-forward

Para compensar la amplitud y fase de las corrientes de red con respecto a las referencias, el filtro *feed-forward* ideal $F(z)$

¹²Las dependencias en z han sido despreciadas.

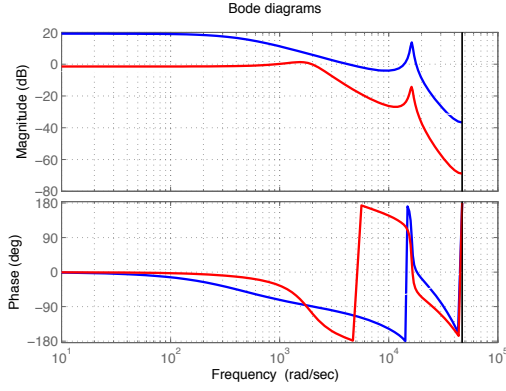


Figura 5. Diagramas de bode de $G_d(z)$ (azul) y $G'_d(z)$ (rojo).

debería ser algún tipo de inversión de la planta $G'_d(z)$. Puesto que $\frac{1}{G'_d(z)}$ no es causal, esto no es posible. En este artículo, se ha elegido una constante k_{inv} que se corresponde con la magnitud de $\frac{1}{G'_d(z)}$ a 50 Hz, esto es, $F(z) = k_{inv} = 1.0396$.

IV-C. Resonadores

Si no hubiera perturbaciones y la planta fuera perfectamente conocida, el controlador de corriente $K(z)$ y el filtro *feed-forward* $F(z)$ serían suficientes para controlar la planta. Como éste no es el caso, se necesitan los resonadores en el esquema de control. Para dar la máxima robustez al sistema, los ángulos ϕ_k de cada resonador debe coincidir con la fase de la planta a la frecuencia considerada [15]. Las ganancias de los 4 resonadores se han fijado empíricamente de acuerdo con la Tabla II, disminuyendo sus valores a medida que la frecuencia aumenta (a altas frecuencias, las perturbaciones pueden desaparecer más lentamente). Por otro lado, el integrador $I_0(z)$ se ha diseñado tal que $I_0(z) = 5 \cdot 10^{-5} \frac{z}{1-z}$ y la constante K_0 se ha fijado a 0.1.

Tabla II
VALORES DE LOS PARÁMETROS DE LOS RESONADORES

Res.	ω_k (rad/s)	ϕ_k (rad)	g_k
1	$2\pi 50$	-0.0996	0.025
2	$2\pi 150$	-0.3246	0.008
3	$2\pi 250$	-0.6492	0.005
4	$2\pi 350$	-1.2020	0.003

En la fig. 6 se muestra el diagrama de bode de la función de transferencia de lazo abierto $L = G'_d \Sigma R_k$. Nótese como la ganancia es infinita y la fase es nula en las frecuencias correspondientes a los resonadores. La mínima distancia d desde la curva de Nyquist hasta el punto crítico -1 viene dado por el inverso de la norma infinito de la función de transferencia de sensibilidad $d = \frac{1}{\|S\|_\infty}$. Este índice da una idea de la robustez del sistema y en este caso, el valor obtenido es $d = 0.83$, por lo que el sistema es robusto.

IV-D. Lazo exterior de control de tensión

Este controlador ha sido diseñado desde un punto de vista macroscópico del rectificador. Suponiendo que el convertidor

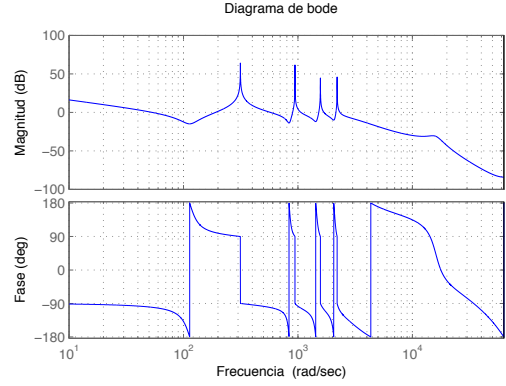


Figura 6. Diagrama de bode de la función de lazo abierto L .

se encuentra en régimen permanente y que v_{C_0} es un valor constante V_{C_0} , se puede realizar un balance de potencia (4). Por lo tanto, la última ecuación de (3) puede reescribirse usando una nueva variable \tilde{v}_{C_0} como $C_0 \frac{d}{dt} \tilde{v}_{C_0} = -\frac{\tilde{v}_{C_0}}{R} + \frac{3}{2} \frac{V}{V_{C_0}} I$.

De esta forma, se puede obtener la función de transferencia $\frac{\tilde{v}_{C_0}(s)}{I(s)} = \frac{k}{RC_0 s + 1}$, donde $k = \frac{3}{2} \frac{RV}{V_{C_0}}$. Una vez esta ecuación ha sido discretizada utilizando un ZOH, se ha diseñado un controlador PID, $C(z)$, usando métodos clásicos de síntesis resultando $C(z) = 0.9 + 1.75 \cdot 10^{-3} \frac{z}{z-1} + 100 \frac{z-1}{z}$.

V. RESULTADOS DE SIMULACIÓN

Se han realizado varias simulaciones para validar los resultados teóricos. Tal y como se muestra en la fig. 7, un sistema de precarga formado por un rectificador trifásico no controlado lleva el convertidor a una tensión de equilibrio cercana al punto de operación. Este primer punto de equilibrio en la tensión de bus se corresponde con $\frac{3\sqrt{3}}{\pi} V \approx 538$ V.

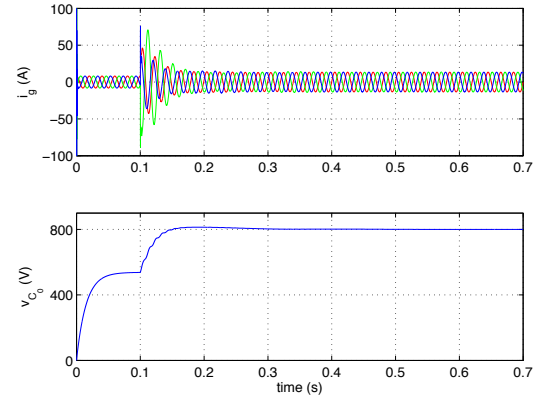


Figura 7. Evolución de i_g y v_{C_0} en el arranque.

En el primer transitorio se pueden observar las corrientes i_g empezando a circular por las tres ramas L_2 y C del filtro LCL. Un poco más tarde, el controlador se pone en marcha y, después del segundo transitorio, las corrientes toman el valor necesario para obtener el valor de tensión deseado en el bus de continua ($v_{C_0} = 800$ V).

La fig. 8 muestra el funcionamiento del convertidor de potencia tras una gran variación en la impedancia de red. Cuando la impedancia crece instantáneamente, las corrientes cambian un poco de forma que la tensión de bus v_{C_0} se mantenga constante, continuando el sistema siendo estable.

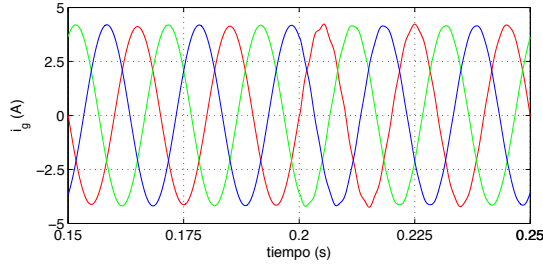


Figura 8. i_g cuando en cada una de las fases sucede un cambio en la inductancia de red L_g de $0 \mu\text{H}$ a $200 \mu\text{H}$ (incremento de un 217.5 % en $L_2 + L_g$) en $t = 0.2$ s.

En la fig. 9, se muestra una variación en la carga. Ésta cambia de 2 kW a 20 kW ($R = 320 \Omega$ a $R = 32 \Omega$) y viceversa.

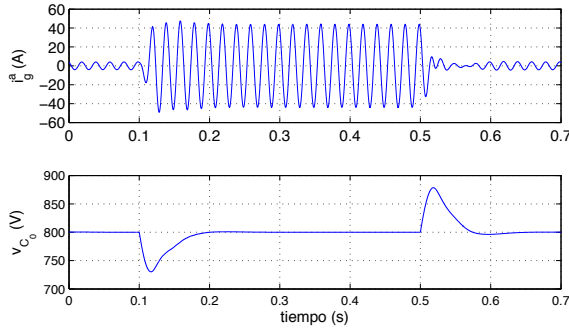


Figura 9. Respuesta de i_g^a y v_{C_0} cuando la carga varía de $R = 320 \Omega$ a $R = 32 \Omega$ en $t = 0.1$ s y viceversa en $t = 0.5$ s.

Y finalmente, la fig. 10 muestra un *swell* en la tensión de red entre las fases b y c (v_g^{bc}). Obsérvese que cuando éste sucede, el balance de potencia activa sigue manteniéndose. Sin embargo, v_{C_0} ya no es un valor constante; éste oscila alrededor del valor de referencia puesto que el sistema trifásico de tensiones no es equilibrado. Este comportamiento justifica el uso del filtro peine FIR en la retroalimentación del lazo de control de tensión. Nótese que i_g^a se mantiene en fase con v_n^a .

VI. CONCLUSIÓN

En este artículo, se presenta el sistema de control para un rectificador de potencia ac-dc. Los resultados teóricos se han validado mediante simulaciones informáticas. El controlador de corriente AFC ha mostrado ser robusto frente perturbaciones en la carga y en la red, especialmente frente grandes variaciones en la impedancia de red. El diseño del control en tiempo discreto permite tomar en cuenta fácilmente fenómenos de tiempo discreto como el retardo de cómputo y los ceros de muestreo. No obstante, la metodología para elegir de

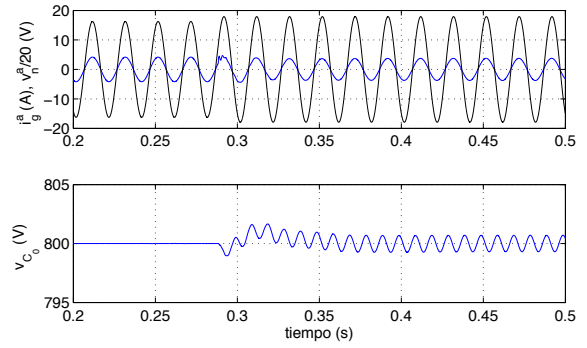


Figura 10. i_g^a y v_{C_0} cuando sucede un *swell* en v_g^{bc} de un 1.2 veces el valor nominal en $t = 0.28$ s. v_n^a (negro) se representa a escala 1:20.

forma óptima las ganancias de los resonadores es todavía un problema en curso de investigación.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido financiado en parte por el proyecto de investigación DPI2010-15110.

REFERENCIAS

- [1] D. Zmood, "Stationary frame current regulation of PWM inverters with zero steady-state error," *Trans. on IEEE Pow. Electr.*, vol. 18, no. 3, pp. 814–822, 2003.
- [2] G. Escobar, M. Hernández-gómez, P. R. Martínez, and M. F. Martínez-montejo, "A Repetitive-Based Controller for a Power Factor Precompensator," *IEEE Trans. on Circ. and Syst.*, vol. 54, no. 9, pp. 1968–1976, 2007.
- [3] G. Escobar and A. A. Valdez, "Repetitive-Based Controller for a UPS Inverter to Compensate Unbalance and Harmonic Distortion," *IEEE Trans. on Ind. Electr.*, vol. 54, no. 1, pp. 504–510, 2007.
- [4] R. Griño, R. Cardoner, R. Costa, and E. Fossas-Colet, "Digital repetitive control of a three-phase four-wire shunt active filter," *IEEE Transactions on*, vol. 54, no. 3, pp. 1495–1503, 2007.
- [5] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, M. Liserre, and P. Loh, "Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters," in *IEEE Proc. Electr. Pow. Appl.*, vol. 153, no. 5, 2006, pp. 750–762.
- [6] S. Malo and R. Griño, "Adaptive feed-forward cancellation control of a full-bridge dc-ac voltage inverter," *Proc. of the IFAC World Congress.*, pp. 4571–4576, 2008.
- [7] J. Dannehl and F. Fuchs, "PI state space current control of grid-connected PWM converters with LCL filters," *IEEE Trans. on Pow. Electr.*, vol. 25, no. 9, pp. 2320–2330, 2010.
- [8] M. Orellana and R. Griño, "On the Stability of Discrete-Time Active Damping Methods for VSI Converters with a LCL Input Filter," *38th IEEE Ind. Electr. Conf. (IECON)*, pp. 2378–2383, 2012.
- [9] E.ON, *Requirements for Offshore Grid Connections in the E.ON Netz Network*, April, 2008.
- [10] Ministerio de Industria de España, "Requisitos de respuesta frente a huecos de tensión de las instalaciones eólicas," Tech. Rep., 2006.
- [11] T. Wang, "Output filter design for a grid-interconnected three-phase inverter," *IEEE 34th Conf. on Pow. Electr. Spec. (PESC)*, vol. 2, pp. 779–784, 2003.
- [12] D. White and H. Woodson, *Electromechanical Energy Conversion*. John Wiley and Sons, Inc., 1959.
- [13] B. A. Francis and W. M. Wonham, "The internal model principle of control theory," *Automatica*, vol. 12, no. 5, pp. 457–465, Sep. 1976.
- [14] M. Bodson, A. Sacks, and P. Khosla, "Harmonic generation in adaptive feedforward cancellation schemes," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 39, no. 9, pp. 1939–1944, 1994.
- [15] M. F. Byl, S. J. Ludwick, and D. L. Trumper, "A loop shaping perspective for tuning controllers with adaptive feedforward cancellation," *Precision Engineering*, vol. 29, no. 1, pp. 27–40, Jan. 2005.